

Chapitre III

Commande par mode glissant-floue
d'une machine asynchrone double étoile

III.1. Introduction

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant une modèle imprécise grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [32],[34].

Dans la pratique, l'utilisation de la technique de commande par mode glissant a été longtemps limitée à cause des oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations (fluctuations), parmi lesquelles on trouve la commande par mode glissant flou, qui consiste à combiner la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse [32].

Dans ce contexte, on va présenter en première étape la théorie et le principe de fonctionnement de la commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage de la vitesse de la MASDE. Dans la dernière partie de ce chapitre, on va entamer la commande par mode glissant flou, en combinant les deux approches vues précédemment : la logique floue et le mode glissant.

III.2. Réglage a structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Le choix de la structure et de la logique de commutation permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. [33]

L'avantage de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres internes du système et des paramètres des perturbations extérieurs. Toutefois, le phénomène de "chattering" est l'inconvénient majeur car ce phénomène peut exciter une dynamique de commutation à haute fréquence [31].

III.3. Notion sur la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation (surface de glissement). Le principe de la commande consiste à amener la trajectoire d'état du système commandé vers la surface de

glissement et qu'une fois qu'elles soient confondues de la faire commuter à autour de celle-ci à fréquence théoriquement infinie jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. En résumé, une commande par mode glissant exige deux (2) étapes essentielles :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

La figure (III.1), illustre la réalisation de ces étapes

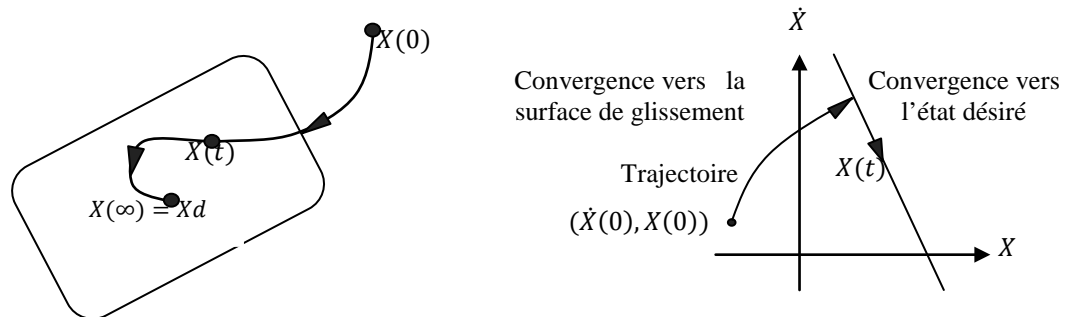


Figure III.1 : Convergence du système glissant.

III.4. Structures de commande par mode glissant

On distingue trois (3) structures [25]:

III.4.1. Structure avec la commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure de commande par mode glissant (MG) est la plus utilisée.

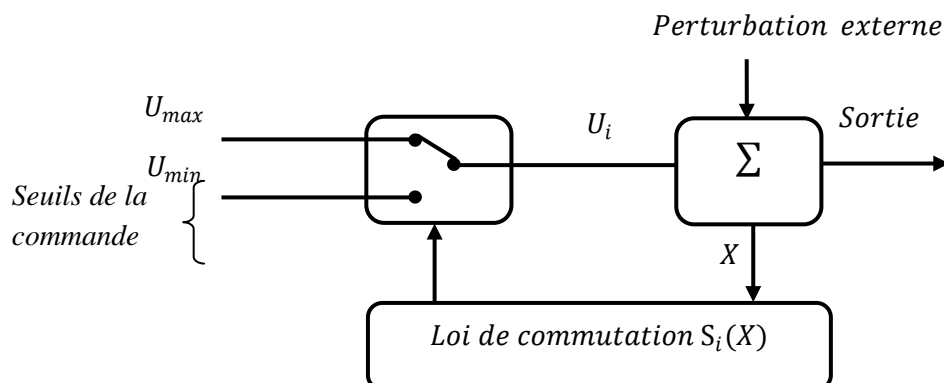


Figure III.2 : Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

III.4.2. Structure avec la commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma de puissance d'une telle structure est représenté par la figure (III.3). Cette structure sollicite moins l'organe de la commande [33,26]. Par ailleurs, puisque la commande par contre réaction d'état classique (réglage de la dynamique) du système est réalisée par les

gains de réglage, La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc une commutation au niveau de la dynamique du système.

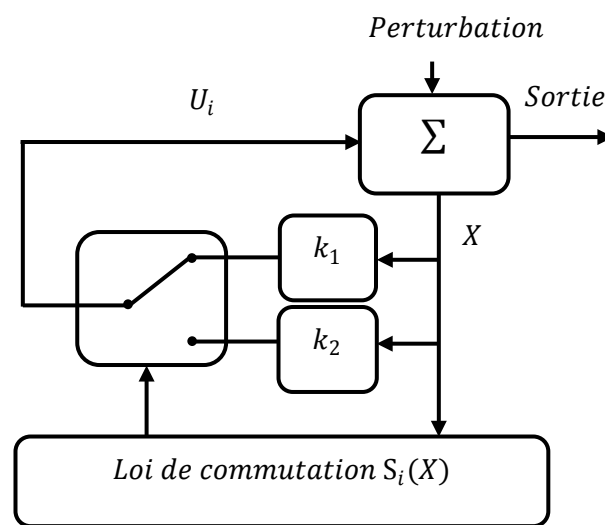


Figure III.3 : Structure de régulation par MG avec la commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.4.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Cette structure de commande par MG permet de repositionner l'état futur du système grâce à une commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent [27]. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais plus dépendant des variations paramétriques.

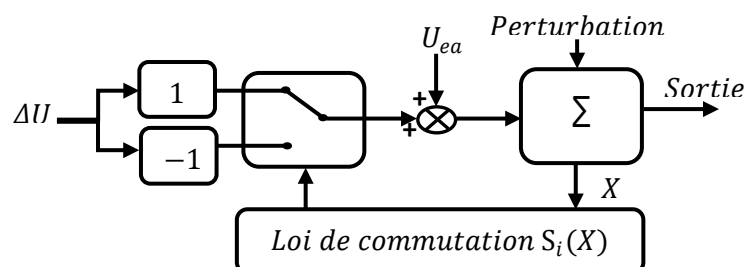


Figure III.4 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.5. Algorithme de commande par mode de glissant

La synthèse de la commande par MG effectuée, principalement, en trois étapes complémentaires, soit :

- choix des surfaces de glissement ;
- définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- détermination de la loi de commande.

III.5.1. Choix des surfaces de glissement

Soit le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (3.1)$$

Où, $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état ;

$[U] \in R^n$ le vecteur de commande.

Généralement, Le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. La surface de glissement est, généralement prise sous la forme générale suivante :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} . e(x) \quad (3.2)$$

Où :

$s(x)$: équation différentielle linéaire autonome dont la *réponse* $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain (λ) .

λ : gain positif.

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$e(x)$: écart de la variable à réguler.

Avec,

$$e(x) = X - X^* \quad (3.3)$$

Et, X : variable d'état ;

X^* : valeur de référence de X .

L'objectif est de maintenir $s(x) = 0$. Donc, forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r , tout en respectant la condition de convergence.

III.5.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Ces conditions permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Soit, les deux approches :

III.5.2.1. Approche directe

Cette approche est donnée sous la forme suivante [30]:

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (3.4)$$

III.5.2.2 . Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov[HOC 08] Consiste à choisir une fonction candidate de Lyapunov ($V(x) > 0$: fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui la fera décroître $\dot{V}(x) < 0$.

En prennent:

$$V(x) = \frac{1}{2} s_x^2 \quad (3.5)$$

On obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) \quad (3.6)$$

Alors, pour que la fonction candidate de Lyapunov ($V(x)$) puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (3.7)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

III.5.3. Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant atteint la dynamique du système, une commande adéquate est nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface puis vers son point d'équilibre tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement. A cet effet, la structure de cette commande comporte deux parties (voir l'expression 3.8) :

La première U_{eq} concernant la linéarisation exacte qui est une commande équivalente nécessaire pour maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissements(x). Elle est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{s}(x) = 0$.

La seconde ΔU stabilisante, qui est nécessaire pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (3.8)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} [30], et ΔU : est déterminée pour vérifier la condition de convergence. Figure (III.5)

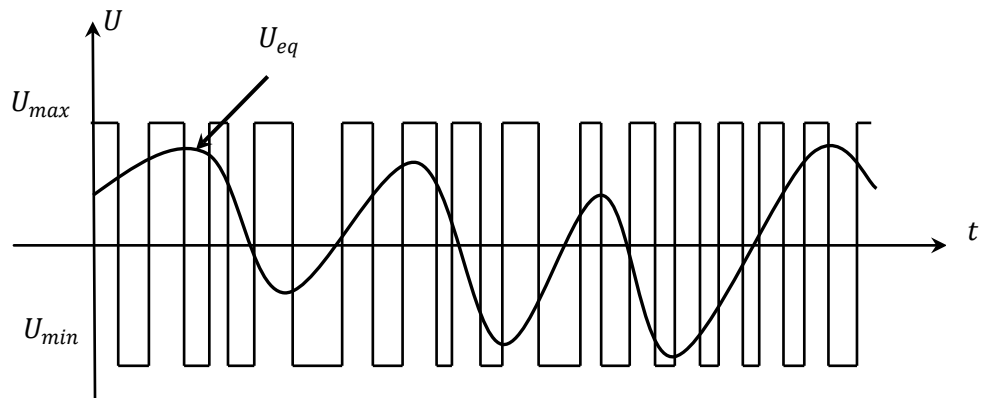


Figure III.5 : Commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}

A titre d'exemple considérant le système d'état (3.1) et cherchant à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $s(x)$ est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.9)$$

En remplaçant (3.7) et (3.8) dans (3.9), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial s}{\partial t} [B]\Delta U \quad (3.10)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (3.11)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial s}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (3.12)$$

Durant le mode de convergence en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.10), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial X} [B]\Delta U \quad (3.13)$$

D'où, la condition (IV.7), devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial X} [B]\Delta U < 0 \quad (3.14)$$

Cependant, pour que l'inégalité (3.14), soit vraie, le signe de ΔU doit être opposé à celui de $s(x) \frac{\partial s}{\partial X} [B]$. Alors la fonction **Figure III.6** est appropriée :

$$\Delta U = k_x \text{sign } s(x) \quad (3.15)$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial X} [B]$.

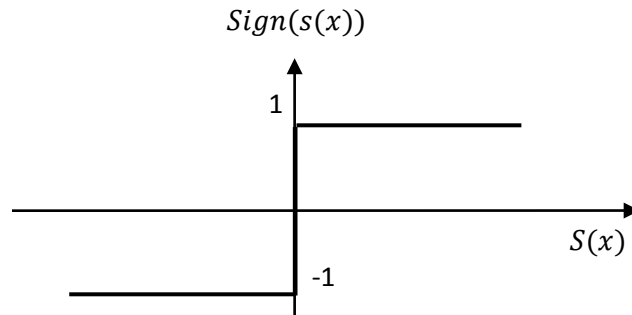


Figure III.6 : Fonction signe (non linéarité tout ou rien)

L'inconvénient est que de telle fonction développe sur la surface de glissement, un phénomène indésirable (Figure III.7) dit broutement (chattering en anglais) , qui additionne au spectre de la commande des composantes de hautes fréquences.

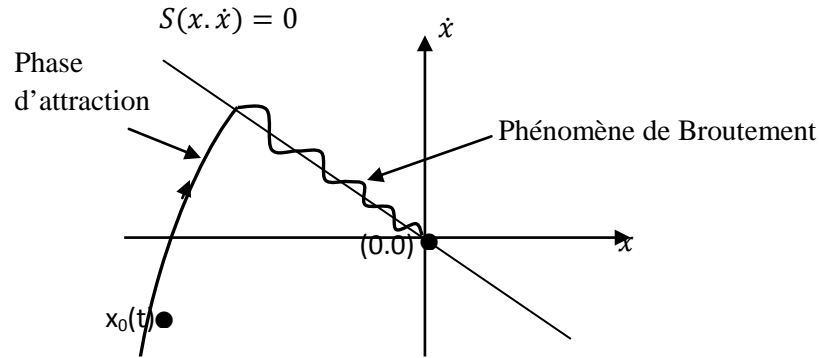


Figure III.7 : Phénomène de broutement

Ceci étant, d'autres fonctions sont proposées pour palier au phénomène de broutement, telles que les fonctions représentées ci-après :

- Remplacement de la fonction 'signe' de la **Figure III.6** par une fonction à un (1) seuil ou deux(2) seuils de saturation de la **Figure III.8** définies respectivement par les relations (3.16) et (3.17)

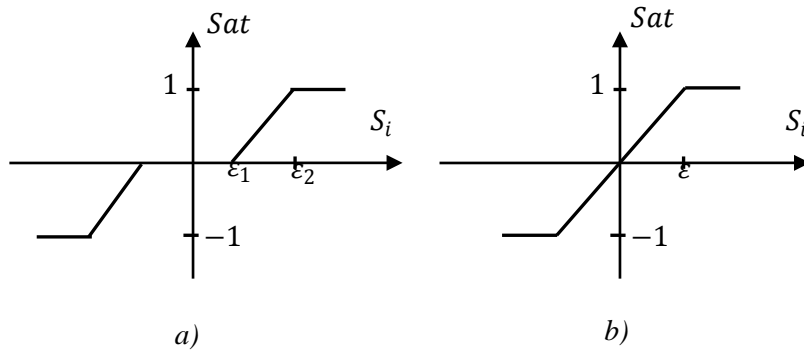


Figure III.8 : Fonction **SAT** avec deux seuils (zone morte) et avec un seuil

$$a) \quad sat(s) = \begin{cases} -1 & si \quad s \leq -\epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & si \quad -\epsilon < s < \epsilon \\ 1 & si \quad s \geq \epsilon \end{cases} \quad (3.16)$$

$$b) \quad sat(s) = \begin{cases} 0 & si |s| \leq \varepsilon_1 \\ \frac{s - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} si \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ sign(s) & sis \geq \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3.17)$$

L'inégalité est vérifiée en imposant à la surface :

$$\dot{s}(\omega_r) = -\frac{P}{J} K Sat(s(\omega_r))$$

Alors :

$$\dot{s}(\omega_r) s(\omega_r) = -s(\omega_r) \frac{P}{J} K Sat(s(\omega_r)) < 0 \quad (3.18)$$

Le domaine d'existence des régimes glissants est donné par cette dernière inégalité. Celle-ci exprime le fait qu'on peut suivre importe quelle référence de vitesse. En effet, on remarque que si la constante K augmente, le temps de réponse du mode glissant augmente. La commande peut donc forcer la rapidité de réponse du MASDE.

L'expression de couple de référence est alors donnée par ($C_r=0$) :

$$C_{ref} = K Sat(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \quad (19)$$

III.6. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équations d'états Suivant :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds1}}{dt} &= [V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*)] \\ \frac{di_{qs1}}{dt} &= [V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} - \Phi_r^*)] \\ \frac{di_{ds2}}{dt} &= [V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r\Phi_r^*\omega_{gl}^*)] \\ \frac{di_{qs2}}{dt} &= [V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_r^*)] \\ \frac{d\Omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} \left[P \frac{L_r}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^* - C_r + K_f \Omega_m \right] \\ \frac{d\Phi_r}{dt} &= \left[-\frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{aligned} \quad (3.20)$$

III.6.1. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^{**} - \omega_r \quad (3.21)$$

$$\text{On a : } \Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (3.22)$$

L'équation numéro (5) du système d'équation (3.20) devient :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[P^2 \frac{L_r}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^* - PC_r + K_f \omega_r \right] \quad (3.23)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$S(\dot{\omega}) = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \quad (3.24)$$

En posant :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$$

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left[P^2 \frac{L_r}{L_m + L_r} i_{qs} \Phi_r^* - PC_r + K_f \omega_r \right] \quad (3.25)$$

remplaçant le courant i_{sq} par le courant de commande i_{sq}

$$i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$$

L'équation (3.25) devient :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left[P^2 \frac{L_r}{L_m + L_r} (i_{qsn} + i_{qseq}) \Phi_r^* - PC_r + K_f \omega_r \right] \quad (3.26)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega)$ et par conséquent $S(\dot{\omega}_r)$ et $i_{qsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente i_{qseq} à partir de l'équation (3.26) :

$$i_{qseq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_r \Phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{P}{J} C_r + \frac{K_f}{J} \omega_r \right] \quad (3.27)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r). S(\dot{\omega}_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (3.26) dans (3.27), on obtient :

$$S(\dot{\omega}_r) = -\frac{1}{J} \left[P^2 \frac{L_m \Phi_r^*}{L_m + L_r} i_{qsn} \right] \quad (3.28)$$

On prend :

$$i_{qsn} = K_{wr} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (3.29)$$

III.6.2. Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \quad (3.30)$$

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r \quad (3.31)$$

En posant : $i_{s1d} + i_{s2d} = i_{sd}$, et en substituant l'équation de $\dot{\Phi}_r^*$ (système d'équations (3-20)) dans (3.31), on trouve :

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{ds} \quad (3.32)$$

En introduisant le courant de commande $i_{sdeq} + i_{sdn} = i_{sd}^*$ dans l'équation (3.32), on aura :

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{dseq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (3.33)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Phi_r) = 0$ et par conséquent $S(\dot{\Phi}_r) = 0$ et $i_{dsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente i_{sdeq} à partir de l'équation (3.33) :

$$i_{dsn} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r \right] \quad (3.34)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Phi_r) \cdot S(\dot{\Phi}_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (3.33) dans (3.34), on obtient :

$$S(\dot{\Phi}_r) = -\frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (3.35)$$

On prend :

$$i_{dsn} = K_{\Phi_r} \text{sign}(S(\Phi_r)) \quad (3.36)$$

III.6.3. Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned} S(i_{ds1}) &= i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ S(i_{qs1}) &= i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ S(i_{ds2}) &= i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ S(i_{qs2}) &= i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$S(\dot{i}_{ds1}) = \dot{i}_{ds1}^* - \dot{i}_{ds1}$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (3.38)$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2}$$

$$S(\dot{i}_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \dot{i}_{qs2}$$

Après les calculs on prend :

$$\begin{aligned} V_{ds1n} &= K_{d1} \text{sign}(S(i_{ds1})) \\ V_{ds2n} &= K_{d1} \text{sign}(S(i_{ds2})) \\ V_{qs1n} &= K_{d1} \text{sign}(S(i_{qs1})) \\ V_{qs2n} &= K_{d1} \text{sign}(S(i_{qs2})) \end{aligned} \quad (3.39)$$

III.6.4. Application de la commande par mode glissant sur la MASDE

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE avec la méthode directe est illustrée par la figure (Fig.III.9).

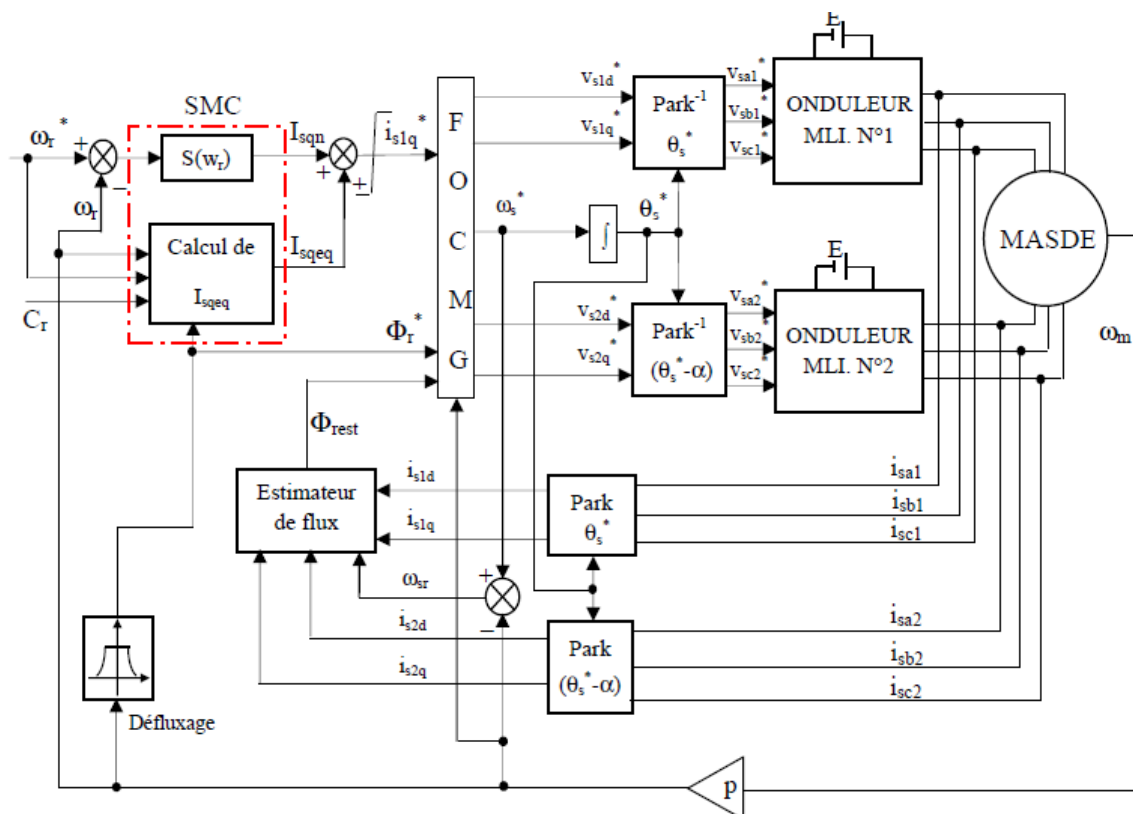


Figure III.9 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

III.7. Principe de logique floue

Présenté par le philosophe MAX BLACK dès 1937, le concept de la logique floue fut réellement introduit en 1965 par Lotfi Zadeh, un professeur d'électronique à l'université de Berkeley (USA), sa théorie `` *fuzzy set theory* `` n'eut pas un succès immédiat, elle fut développée surtout en Europe et au Japon. L'idée de base de la logique floue est de modéliser des phénomènes ou des procédés comme le ferait l'être humain, c'est-à-dire de mettre en algorithmes, composés essentiellement par des règles du type {Si ... alors ...}, le raisonnement humain. En effet, l'homme a tendance à tirer des conclusions sur certaines situations à partir de données imprécises ou incomplètes et à agir en fonction d'un ensemble de règles implicites au raisonnement. A titre d'exemple, une personne qui est prête à prendre une douche peut savoir si l'eau a une température appropriée à cet effet au moment d'ouvrir le robinet. Si cette personne trouve que l'eau est très froide, sa réaction naturelle sera de bouger le robinet pour réguler la température. Si l'eau devient très chaude, alors elle devra bouger le robinet dans le sens inverse et ainsi de suite jusqu'à trouver la température de l'eau qui lui convient le mieux. La personne en question ne connaît pas forcément la température de l'eau, mais ses capteurs corporels lui donnent une information que son cerveau transforme en une sensation de confort et c'est à partir de cela qu'elle prend des décisions.[29] .[16] .[26]

Ainsi, un algorithme qui peut traduire le raisonnement de la personne de l'exemple cité ci-dessus pourrait être le suivant :

Si l'eau est froide alors ouvrir le robinet vers le chaud. Si l'eau est très chaude alors ouvrir le

Robinet vers le froid... Si l'eau a une température appropriée alors laisser le robinet fixe et prendre la douche.

Si l'idée de mettre en algorithme le raisonnement humain est considérée dans le cas de phénomènes ou procédés plus complexes qui font intervenir plusieurs machines et opérateurs, toute la connaissance empirique des experts peut être exploitée en vue d'une meilleure maîtrise de ces procédés complexes. Pour cela il faut suivre la méthodologie de la logique floue qui divise un système en trois éléments principaux, à savoir, un module de fuzzification, un module de déduction de règles, nommé aussi base de connaissances et en module de défuzzification.

III.7.1. Eléments de base de la logique floue

- Variables linguistiques

- Les ensembles flous
- les Fonctions d'appartenances
- Opérateurs en logique floue
 - Opérateur logique ET
 - Opérateur logique OU
 - Opérateur logique NON [27].

III.7.2. Systèmes flous

Un système flou est donc formé de trois étapes comme indiqué sur la **Figure III.9** La première, l'étape de *fuzzification* transforme les valeurs numériques en degrés d'appartenance aux différents ensembles flous de la partition. La seconde étape concerne le module d'inférence, qui est constitué de deux blocs, le moteur d'inférence et la *base des règles*. Enfin, l'étape de *défuzzification* qui permet d'inférer une valeur nette (précise), utilisable en commande par exemple, à partir du résultat de l'agrégation des règles.

Figure III.13 illustre la composition d'un système flou.[27] .[29] .

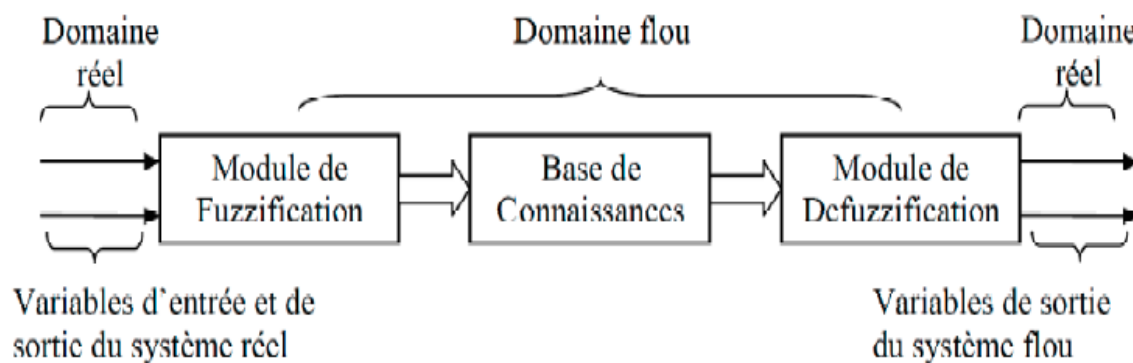


Figure III.10 : Structure d'un système flou

III.7.2.1. Fuzzification

La *fuzzification* est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre flous (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la *fuzzification* des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le

processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la *fuzzification*. [30]

Les étapes de la *fuzzification* consistent à :

1. Etablir les *variables linguistiques*;
2. Établir les quantificateurs flous (nombre de *valeurs linguistiques*);
3. Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou : *fonction d'appartenance*.

Un exemple de fuzzification est illustré (figure III.10) pour les trois variable.

Les variables linguistiques correspondants son caractérisé par les symboles tel que.[31] :

NG : négative grande.

NM: négative moyennee.

ZE: zéro environ.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

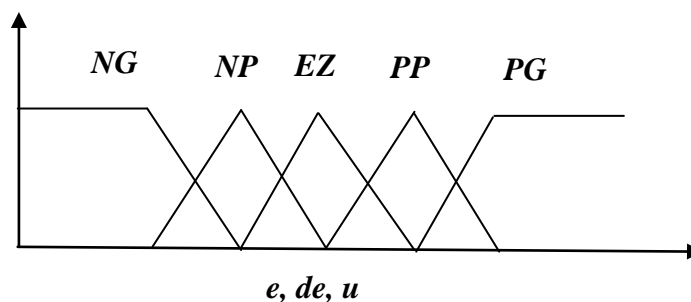


Figure III.11 : Représentation des variables linguistiques

III.7.2.2. Méthodes d'inférences floues

L'inférence floue est le processus d'élaboration des relations qui existent entre les variables d'entrées (exprimées comme variables linguistiques) et la variable de sortie (également exprimée comme variable linguistique). Ces relations fournissent ensuite la base des règles (BR) à partir de laquelle les décisions peuvent être prises. Le processus de l'inférence floue implique tous les éléments qui sont décrits dans les sections précédentes : les fonctions d'appartenance, les opérateurs à LF et les règles de type « Si...Alors ». Le module d'inférence est constitué de deux blocs, le moteur d'inférence et la base des règles.

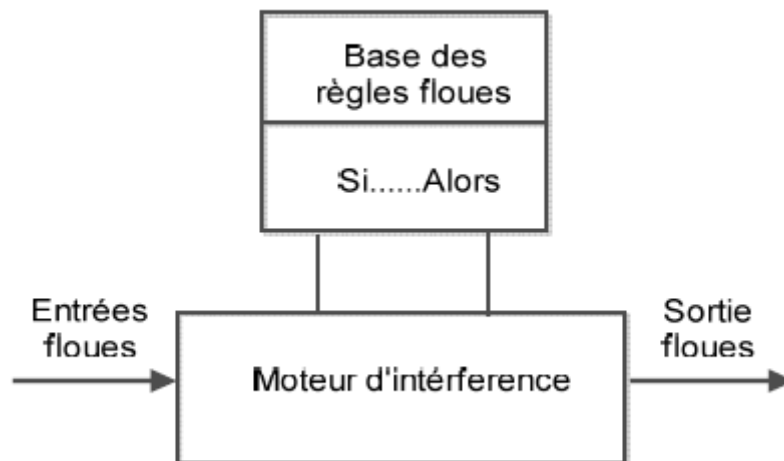


Figure III.12 : Module d'inférence d'un système flou.

La première étape consiste à créer des règles dont la syntaxe est très stricte bien que les termes utilisés paraissent naturels. La création de l'ensemble des règles de contrôle linguistique recourt le plus souvent aux connaissances d'experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. Le réglage découle donc a priori des connaissances du fonctionnement du système. La représentation linguistique des règles est la suivante :

Si antécédent 1 ET antécédent 2 ALORS conséquence 1

Où :

Antécédent : variable d'entrée

Conséquence : variable de sortie

ET : opérateur de base (parfois pour certaines applications l'opérateur est OU) .

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences. Par exemple, la méthode de *Mamdani* qui utilise les opérateurs *min* et *max* pour l'implication et l'agrégation, ou encore la méthode de *Larsen* qui utilise *un produit* et l'opérateur *max*, ou celle de *Sugeno* qui utilise une fonction linéaire ou une constante pour les signaux de sortie. Les deux méthodes qui sont les plus largement utilisées en pratique sont la *méthode de Mamdani* et la *méthode de Sugeno*. Dans notre cours, nous allons illustrer la méthode de Mamdani [31].

III.7.2.2.1. Inférence floue de type Mamdani

Nous avons vu qu'on définit l'intersection (conjonction) et l'union (disjonction) à l'aide de deux relations floues, la t-norme et la t-conorme. Leurs définitions ne sont pas uniques. Dans le modèle

de Mamdani, la conjonction (des antécédents) est usuellement interprétée par l'opération \min (Zadeh) et la disjonction (des règles) comme le \max , appelée la *méthode max-min*. La t-norme et la

t-conorme, selon le *modèle de Mamdani* sont définies comme suit :

- t-norme

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), (\mu_B(x))) \quad (3.40)$$

- t-conorme

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), (\mu_B(x))) \quad (3.41)$$

Où : \cap est l'opérateur d'intersection représentant la conjonction \min (t-norme).

\cup est l'opérateur d'union représentant la disjonction \max (t-conorme).

Ainsi, l'implication utilise l'opérateur \min et l'agrégation l'opérateur \max . La **Figure III.12** illustre le modèle d'inférence de Mamdani.

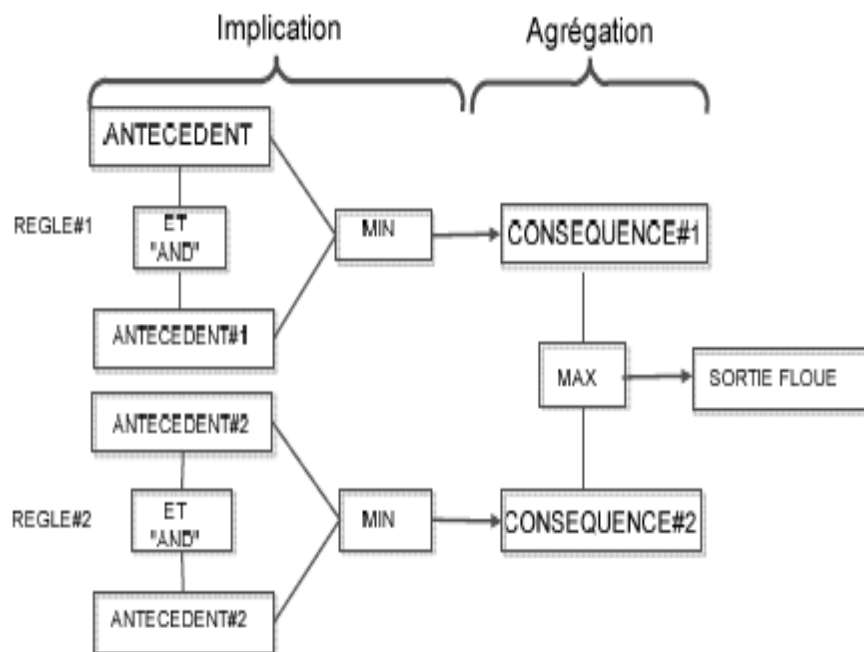


Figure III.13 : Méthode d'inférence de type Mamdani

Les bases de règle représentée dans le tableau suivant

Δe \ e	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PP	NP	EZ	PP	PP	PG
PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau III.1 : base des règles

III.7.2.3. Defuzzification

La dernière étape, mais non la moindre, est la *defuzzification*. Le système d'inférence fournit une sortie floue par l'évaluation des règles à la suite d'une ou plusieurs entrées réelles. Se pose alors le problème de lui donner une représentation floue approximative ou une valeur précise, c'est la *dédefuzzification*. La *dédefuzzification* est généralement l'une des tâches les plus gourmandes en temps d'opération du traitement flou. Il existe de nombreuses méthodes de *dédefuzzification*, mais seulement quatre sont pratiquées. Les méthodes les plus couramment utilisées sont [17] [30] :

- la méthode du centre de gravité;
- la méthode des maximums;
- la méthode des surfaces;
- la méthode des hauteurs.

Bien que le choix soit d'une façon ou d'une autre subjectif, nous nous limitons ici à la présentation de la méthode du centre de gravité, traditionnellement utilisée par les contrôleurs flous.

Cette méthode donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel. Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

III.7.2.3.1. Méthode du centre de gravité

En général, la méthode du centre de gravité (CDG) est basée sur le calcul de l'abscisse correspondant au centre de gravité de la surface du sous-ensemble flou de la solution déterminée par l'agrégation de l'action des règles floues. La Figure III.13 illustre une solution floue p dont la solution précise, Z_0 est donnée par la méthode du centre de gravité [16] [31].

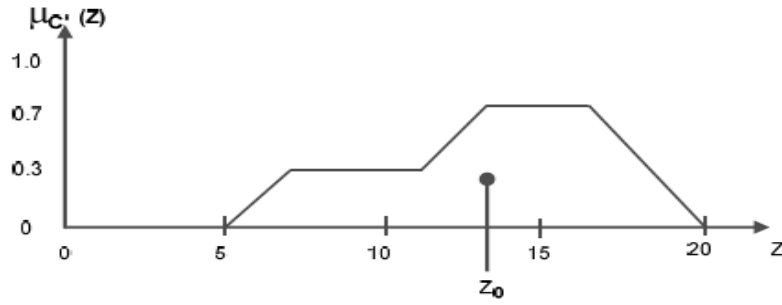


Figure III.14 : Méthode du centre de gravité

Le calcul de la solution précise, z_0 , d'une solution floue à l'aide de la méthode du centre de gravité est défini par :

$$z_0 = \frac{\int f_{\beta}(z) \cdot z dz}{\int f_{\beta}(z) dz} \quad (3.42)$$

III.7.3. Application de la commande par mode glissant floue d'une MASDE

Le schéma de principe de la commande par mode glissant floue de la MASDE est identique à celle représenté par la figure (Fig.III.8), en remplaçant la fonction $sign(x)$ par un contrôleur flou, comme il montre la figure (Fig.III.14).

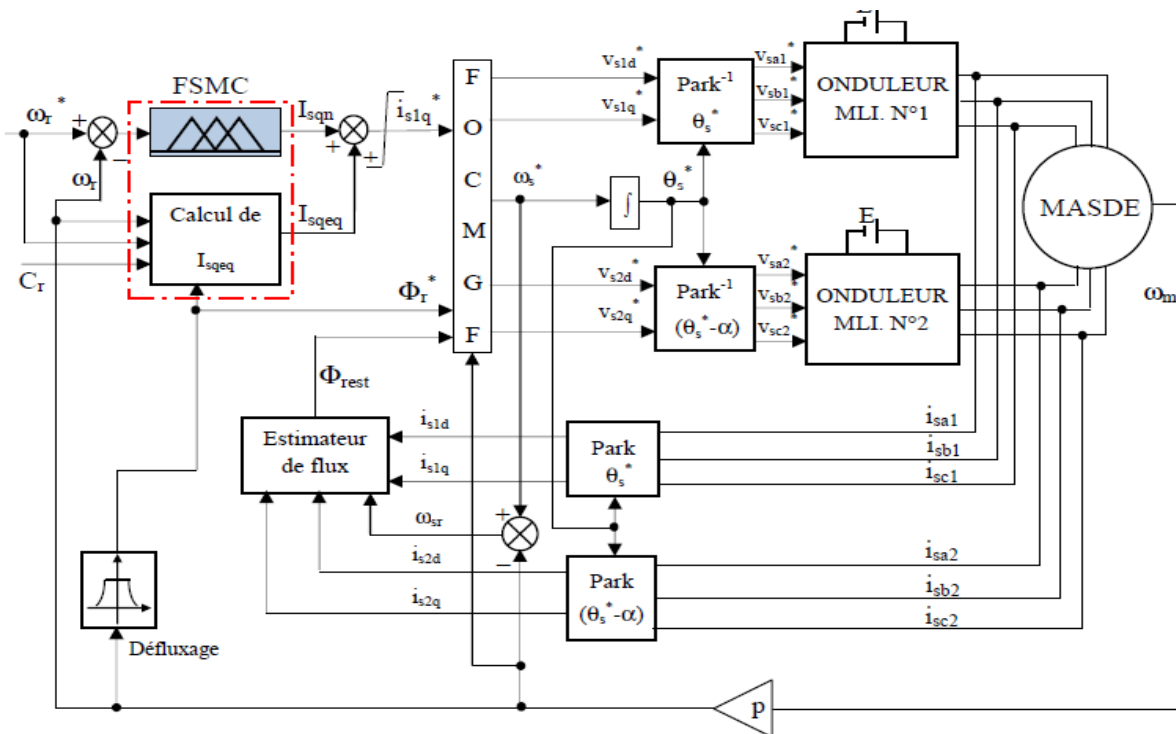


Figure III.15 : schéma global de la commande par mode glissant floue de la MASDE

III.7.3.1. Résultats de simulation

La figure III.14 représente la réponse de la MASDE lors d'une commande vectorielle indirect floue et la commande par mode glissant floue, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_r^*=1\text{Wb}$ et la vitesse de référence sous forme de créneaux $[300, 150, 300]$ rad/s dans les intervalles de temps respectifs $[0, 2.5]$, $[2.5, 4]$, $[4, 5]$ secondes.

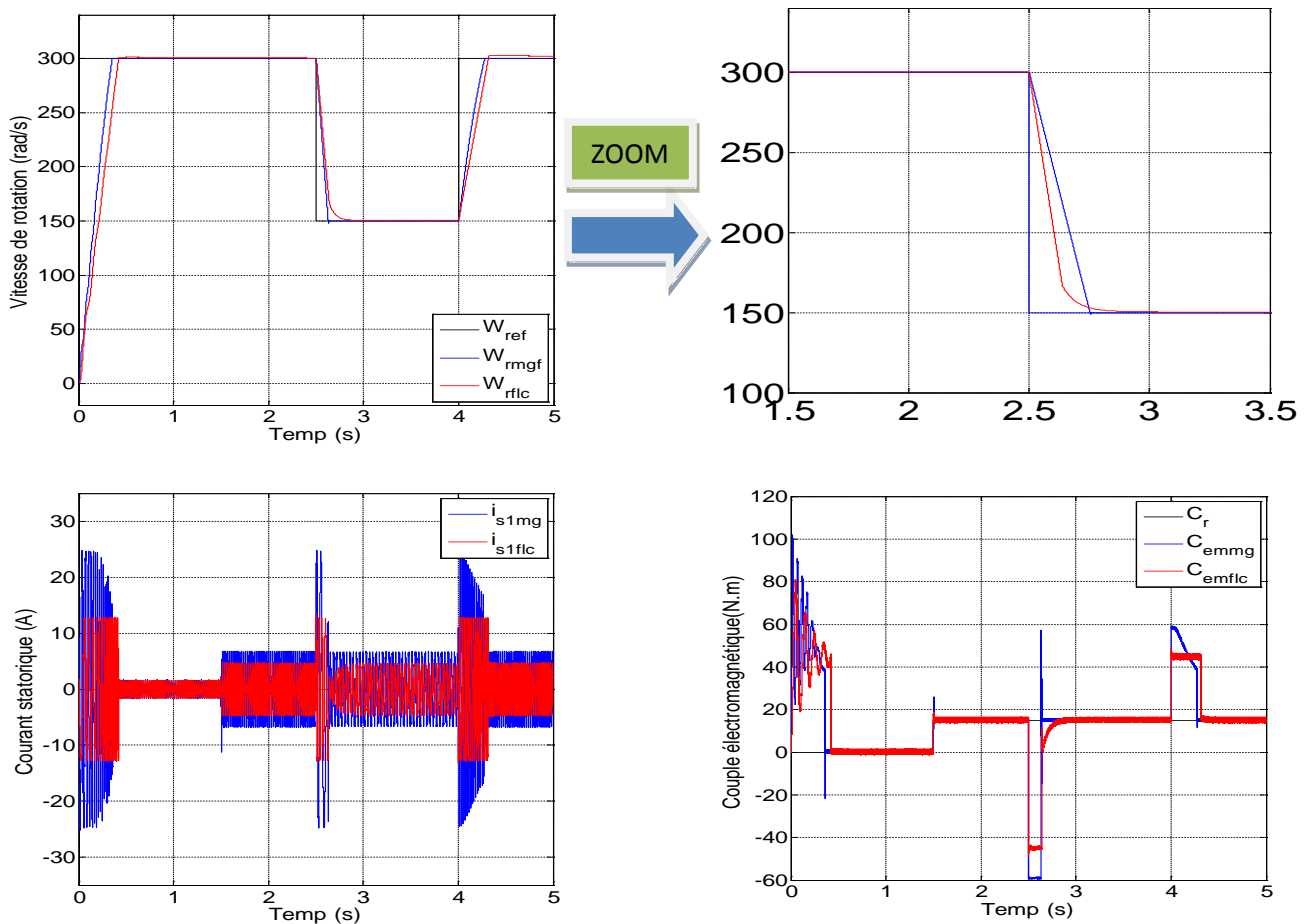


Figure III.16: Résultat de simulation de la MASDE contrôlé par IFOCF et MGF avec diminution de vitesse

Les résultats de simulation obtenus mettent en évidence les bonnes performances de la MGF par rapport à la commande vectorielle indirect floue IFOCF. La vitesse atteint rapidement le régime permanent, et rejoint sa valeur de référence, une faible chute de vitesse a été enregistrée lors de l'application d'un couple résistant. Pour compenser le couple de charge, la machine développe un couple électromagnétique qui se traduit par une forte amplitude du courant statorique.

III.7.3.2 .Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement-floue de la MASDE, les tests sont effectués (au démarrage l'augmentation de la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales).

➤ Test N 1 : variation du moment d'inertie

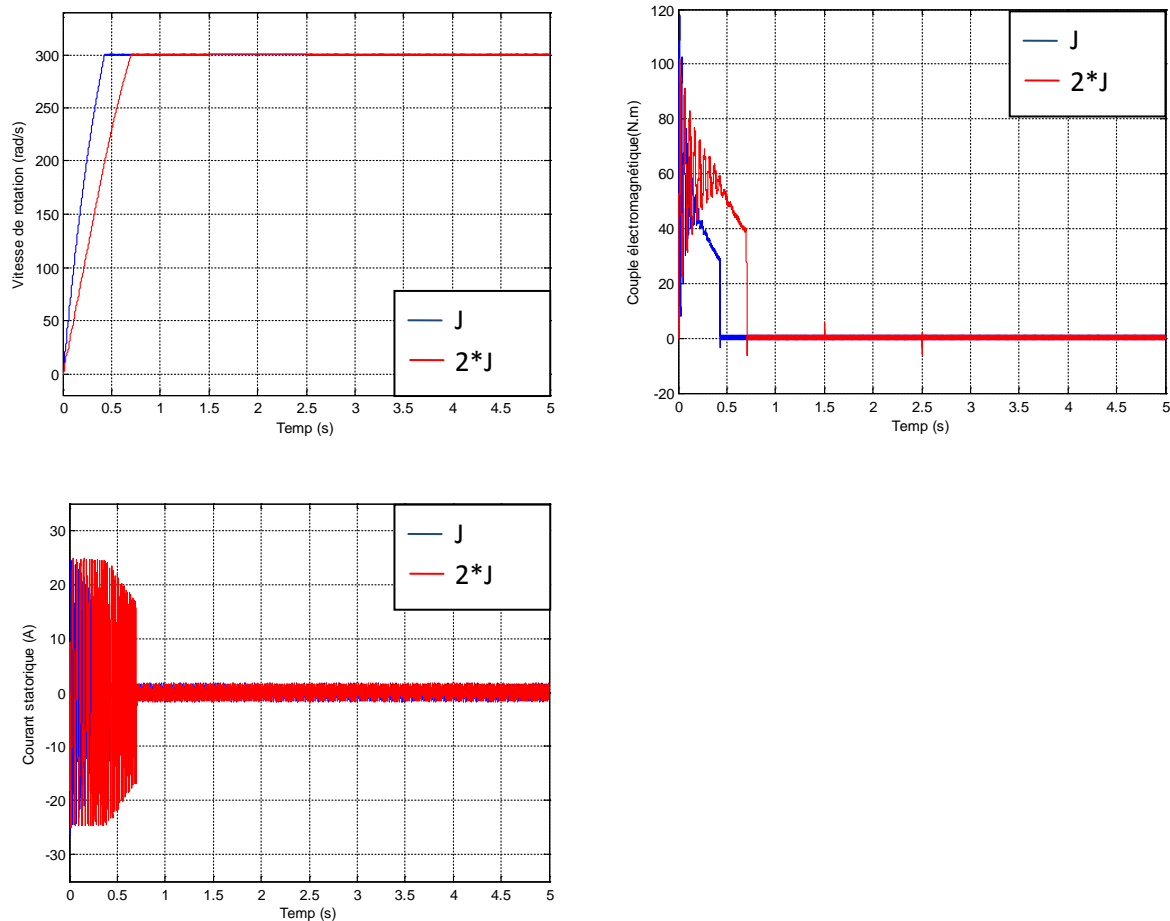


Figure III.17 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie $J=2J_n$

➤ **Test N 2 : variation de la résistance rotorique**

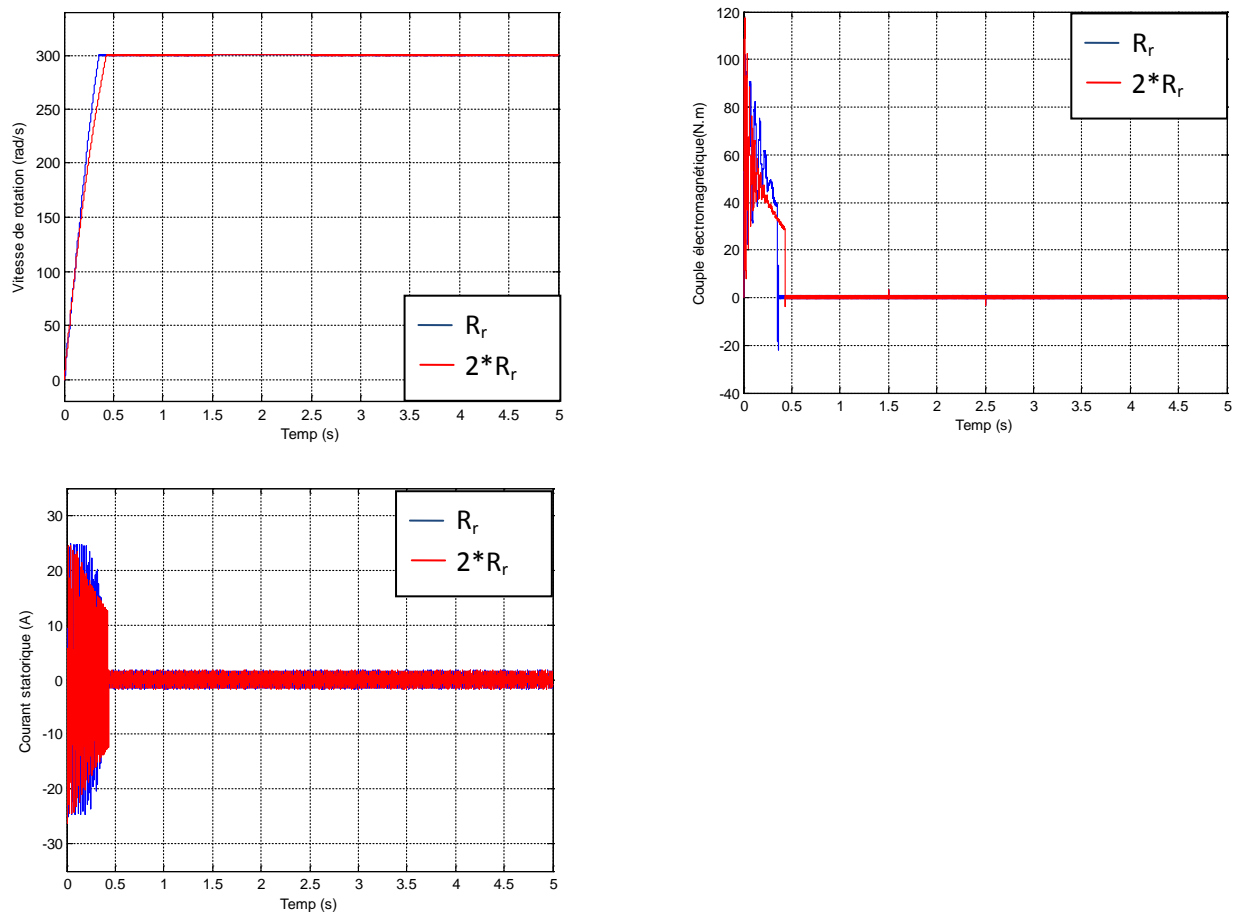


Figure III.18 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de résistance rotorique
 $R_r = 2 * R_n$

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation du moment d'inertie et de résistance rotorique n'influe pas sur le comportement de la MASDE, sauf l'augmentation du temps d'inversion de la vitesse, ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence des variations paramétriques.

III.8. CONCLUSION

Le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI classiques et PI flous. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation, et un temps d'inversion de la vitesse réduit.

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs et élimine l'effet Chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant floue

L'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande floue L'application de cette commande sur la MASDE a donné de bons résultats tout en s'affranchissant les problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue sans oublier la diminution des règles floues. La robustesse de cette commande est prouvée à travers les résultats de simulation obtenus.

La commande par mode glissant flou permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.